

Diplexor TETRA-GSM basado en Líneas D-CRLH

Vicente González Posadas¹, José Luis Jiménez Martín¹, Ángel Parra Cerrada¹, L. Enrique García Muñoz² y Daniel Segovia Vargas²

¹DIAC, U. Politécnica de Madrid, Ctra. Valencia km 7, 28031 Madrid . España

²DTSC. U. Carlos III de Madrid, Avda. Universidad 30, 28911, Leganés, Madrid. España

Email: angel@parranet.com

Abstract— In this paper the use of Dual-Composite Right/Left Hand (D-CRLH) transmission lines is proposed for the design of diplexers. The D-CRLH diplexers present advantages over conventional diplexers such as smaller size. The design procedure and the design equations are presented in this paper. The non-linear phase response of a D-CRLH transmission line has been used to design arbitrary diplexers. An example illustrating the synthesis procedure is presented. Finally, the simulation results are compared with the measurement showing good agreement. These results confirm the excellent performance of the proposed circuit. These types of diplexers are particularly useful at the low microwave and UHF bands.

Keywords

Diplexers, D-CRLH lines.

I. INTRODUCCION

LOS diplexores de microondas se realizan tanto con elementos distribuidos como concentrados. Este artículo presenta un diplexor DRLH basado en elementos concentrados comerciales. El diplexor propuesto se basa en líneas de transmisión D-CRLH y está destinado a utilizarse como diplexor TETRA-GSM. Los parámetros de diseño son las frecuencias de corte (rechazo y paso) y el número de secciones (sería deseable que fuesen ≤ 2) o las pérdidas de inserción. La mayoría de los diseños requieren al menos dos secciones, aunque este número está fundamentalmente determinado por la separación entre las frecuencias. Esto implica fundamentalmente una reducción en el número de elementos y de las pérdidas de inserción. Finalmente, el análisis muestra que la respuesta tiene un gran ancho de banda. Cabe destacar que la robustez del diplexor ha sido calculada para ser utilizado con una antena de gran ancho de banda con una adaptación de impedancia de 3:1, siendo de esta forma admisibles las pérdidas por desadaptación cuando se utiliza como balun.

II. PRINCIPIOS DE DIPLEXORES D-CRLH

Las estructuras D-CRLH han sido propuestas recientemente por Caroz en [1], donde la estructura propuesta es la de la Figura 1 como complementaria de la célula CRLH convencional.

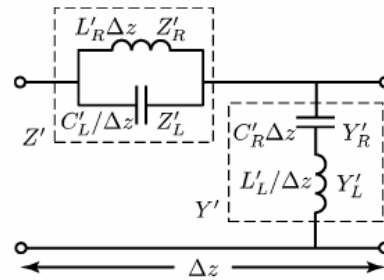


Figura 1: Línea de Transmisión D-CRLH.

Sin embargo, a diferencia con las líneas CRLH convencionales el número de aplicaciones realizadas con las líneas D-CRLH es muy escaso. Hasta donde le consta a los autores, el número de circuitos presentados al día de hoy [3] es muy escaso.

El comportamiento de las líneas D-CRLH balanceadas vienen dado por las ecuaciones de (1) a (3):

$$w_0 = \sqrt{w_{sh} \cdot w_{se}} = \sqrt{w_L \cdot w_R} = w_{se} = w_{sh} \quad (1)$$

$$Z_o = Z_R = Z_L = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (2)$$

$$b(w) = \frac{1}{\frac{1}{b_R} + \frac{1}{b_L}} = \frac{1}{\frac{w}{w_R} - \frac{1}{w_L}} = \frac{1}{\frac{w_R}{w} - \frac{w}{w_L}} = \frac{w_L \cdot w}{w_o^2 - w^2} \quad (3)$$

Las Figuras 2 y 3 muestran las características en fase y amplitud de una línea D-CRLH. Como puede observarse la estructura presenta una banda de rechazo en lugar de una banda de paso. Esta característica la hace apropiada para la construcción de diplexores de un orden bajo con excelentes prestaciones.

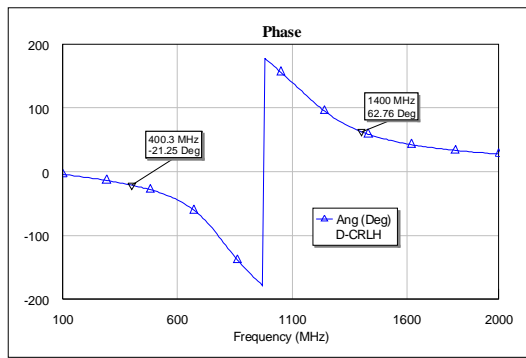


Figura 2: Respuesta en Fase de D-CRLH.

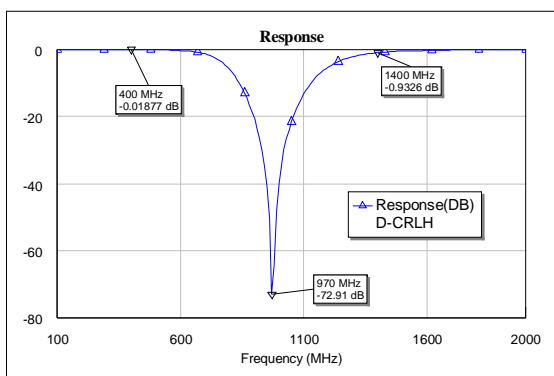


Figura 3: Respuesta en Amplitud de D-CRLH.

De ésta forma, la estructura propuesta para el diplexor se muestra en la Figura 4, donde cada brazo del divisor está formado por una línea D-CRLH. Las frecuencias w_0 se han elegido como las frecuencias no deseadas y las frecuencias de corte correspondientes a las bandas de paso. Adicionalmente el factor k se ha determinado en función del orden del filtro y del espaciado entre las frecuencias.

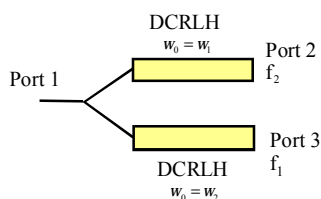


Figura 4: Estructura del Diplexor D-CRLH.

III. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DEL DIPLEXOR

El proceso de diseño se presenta, a continuación, en esta sección. El diseño se divide en dos líneas D-CRLH unidas entre ellas por líneas de transmisión convencionales:

- Se diseñan dos líneas balanceadas D-CRLH.

$$w_0 = \sqrt{w_{sh} \cdot w_{se}} = \sqrt{w_L \cdot w_R} = w_{se} = w_{sh} \quad (4)$$

- Se toma como frecuencia central la frecuencia de trabajo del otro brazo.

$$w1_0 = w_{lower} \quad w2_0 = w_{upper} \quad (5)$$

- Se selecciona la frecuencia de corte (f_{CR}) para el brazo que rechazará la banda superior. Esta frecuencia satisface la siguiente relación:

$$w2_{CR} \neq w2_R = \frac{w_{upper}}{k(N)} \quad (6)$$

- Para el otro brazo del diplexor se debe satisfacer:

$$w1_{CL} \neq w1_L = w_{lower} \cdot k(N) \quad (7)$$

- El factor k se determina con la gráfica de la Figura 5 como función entre la frecuencia alta y la baja o con la ecuación (8).

$$k1(N) = 0.1309 \cdot \left(\frac{w_{alta}}{w_{baja}} \right)^3 - 1.0143 \cdot \left(\frac{w_{alta}}{w_{baja}} \right)^2 + 3.5343 \cdot \left(\frac{w_{alta}}{w_{baja}} \right) - 2.6442$$

$$k(N) = k1(N) / \left[-3.2 \cdot \left(\frac{w_{alta}}{w_{baja}} \right)^3 + 15.9656 \cdot \left(\frac{w_{alta}}{w_{baja}} \right)^2 - 26.3972 \cdot \left(\frac{w_{alta}}{w_{baja}} \right) + 15.584 \right] \quad (8)$$

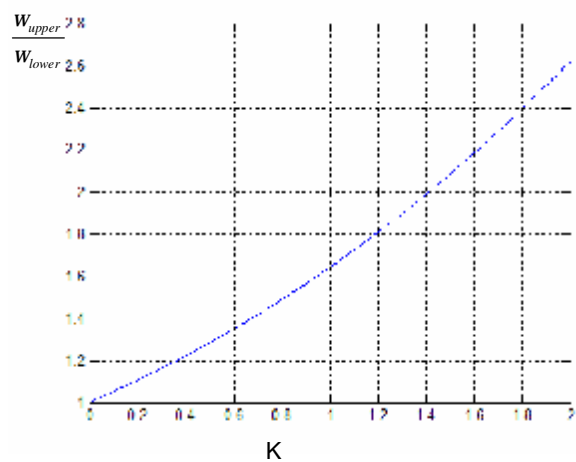


Figura 5: Relación de frecuencias en función del factor k .

- Los valores de las inductancias modelo (L_R y L_L) se calculan a partir de la frecuencia baja, y a continuación el de los condensadores:

$$L1_R = \frac{Z_0 \cdot k(N)}{w_{lower}} \quad L1_L = \frac{Z_0}{w_{lower} \cdot k(N)} \quad (9)$$

$$C1_L = \frac{L1_L}{Z_0^2} \quad C1_R = \frac{L1_R}{Z_0^2} \quad (10)$$

- Para el otro brazo (el que rechaza las frecuencias altas) se utiliza un procedimiento similar al anterior como se refleja en las siguientes ecuaciones:

$$L2_R = \frac{Z_0 \cdot k(N)}{w_{alta}} \quad L2_L = \frac{Z_0}{w_{alta} \cdot k(N)} \quad (11)$$

$$C2_R = \frac{L2_R}{Z_0^2} \quad C2_L = \frac{L2_L}{Z_0^2} \quad (12)$$

- Se observe que cuando el orden (N) aumenta, el número de elementos en el brazo a derecha se ve multiplicado por N, mientras que el número de elementos en el brazo a izquierda se ve dividido por N.

$$L1,2_R = \frac{L1,2_R}{N} \quad L1,2_L = L1,2_L \cdot N \quad (13)$$

- El orden final del filtro es determinado por un compromiso entre las pérdidas deseadas y el nivel de rechazo a la frecuencia no deseada.

Para la mayoría de los diseños un orden pequeño (1 o 2) suele ser suficiente para obtener las prestaciones requeridas. Esta decisión depende de las prestaciones deseadas y de la implementación de la celda.

IV. RESULTADOS Y DISCUSION

Diversos diplexores han sido diseñados y construidos para bandas bajas de microondas con el objetivo de obtener diplexores de pequeño tamaño. Se ha diseñado un diplexor TEGRA-GSM a las frecuencias de 380 MHz y 960 MHz. Para este par de frecuencias los valores calculados son:

Para el brazo que rechaza las frecuencias bajas:

$$L1_L, C1_L \quad 14.81nH \quad 5.923pF$$

$$L1_R, C1_R \quad 29.62nH \quad 11.85pF$$

Para el brazo que rechaza las frecuencias altas:

$$L2_L, C2_L \quad 5.861nH \quad 2.344pF$$

$$L2_R, C2_R \quad 11.72nH \quad 4.689pF$$

Una vez optimizado el diseño se ha fabricado el circuito de la Figura 6. Las líneas de transmisión convencionales permiten

unir los dos brazos y soldar los conectores SMA, al mismo tiempo que se han optimizado para minimizar las pérdidas de retorno. Se observó la utilización de líneas convencionales no afecta a las prestaciones del diplexor.

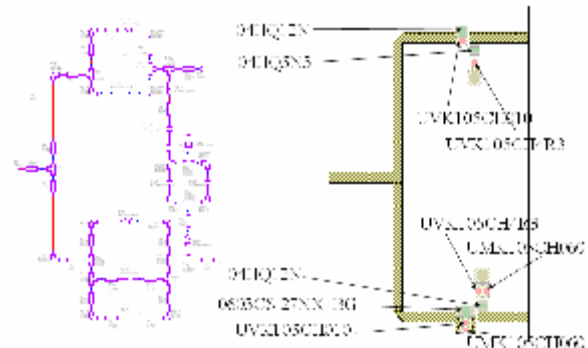


Figura 6: Circuito simulado con AWR

El diplexor TETRA-GPS propuesto se ha realizado en un sustrato de Arlon600, de permitibilidad 6. La fotografía de este circuito se muestra en la Figura 7.

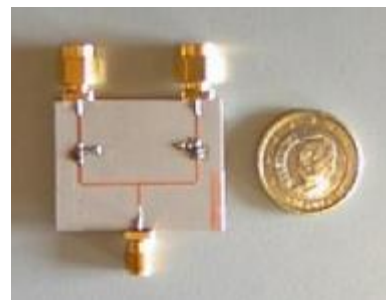


Figura 7: Fotografía del Diplexor D-CRLH TETRA-GSM.

De la Figura 8 a la Figura 11 se muestra la excelente coincidencia de los resultados medidos con los predichos por simulación en el diseño.

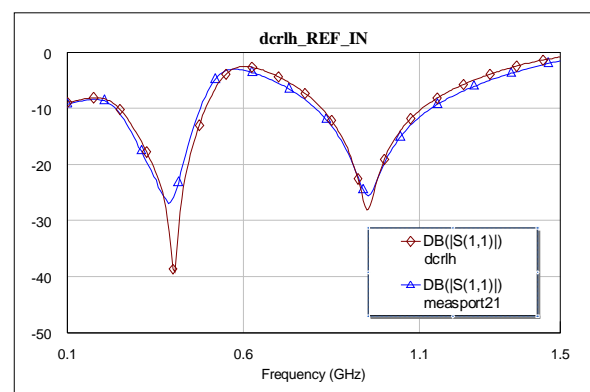


Figura 8: Pérdidas de retorno a la entrada del diplexor D-CRLH TETRA-GSM.

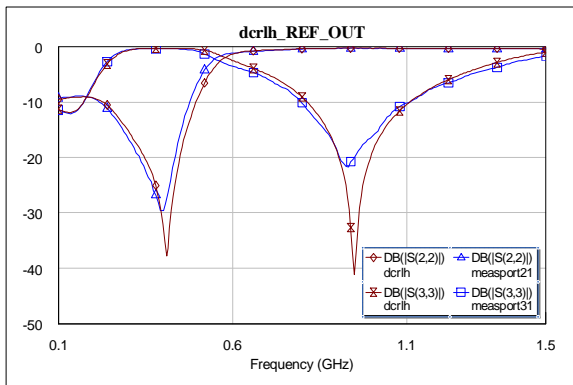


Figura 9: Perdidas de retorno a la salida del diplexor D-CRLH TETRA-GSM.

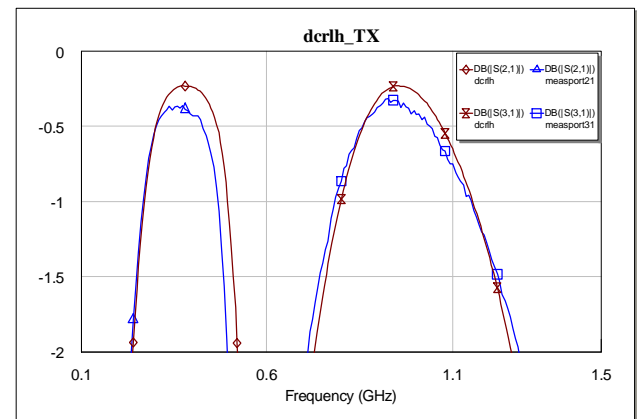


Figura 13: Perdidas de inserción del diplexor D-CRLH TETRA-GSM.

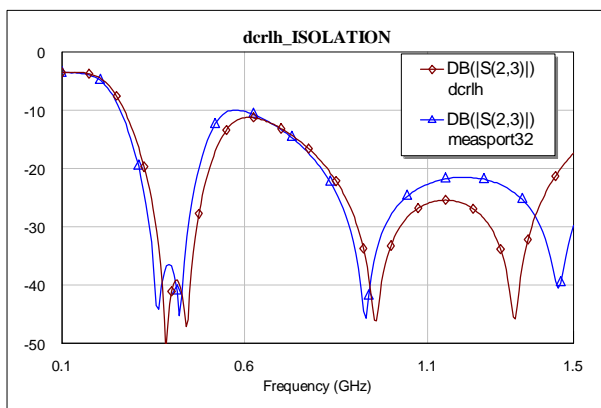


Figura 10: Aislamiento entre puertos de salida del diplexor D-CRLH TETRA-GSM.

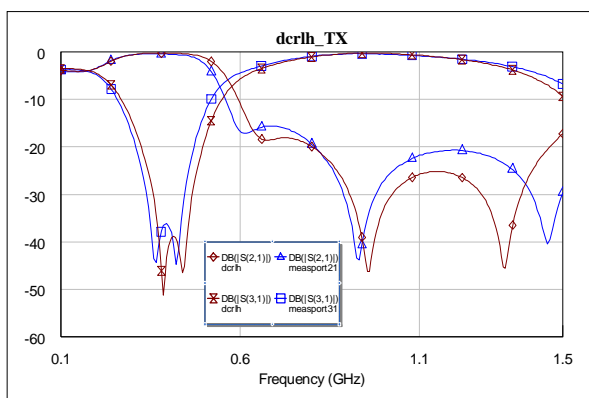


Figura 11: Respuesta en amplitud del diplexor D-CRLH TETRA-GSM.

Las pérdidas de inserción a ambas frecuencias de trabajo son inferiores a 0.5 dB. Esta diferencia entre las respuestas de amplitud se representa en la Figura 13.

VI. CONCLUSIONES

Se ha propuesto un diplexor basado en líneas de transmisión D-CRLH. Este diplexor ha sido fabricado utilizando un sustrato de Arlon600 a cara simple, gracias a que los efectos parásitos de los componentes están correctamente caracterizados a bajas frecuencias. Ya que las líneas de transmisión D-CRLH no presentan un comportamiento periódico con la frecuencia, de esta forma el diplexor propuesto puede ser diseñado para cualquier relación f_2/f_1 . Cuando las frecuencias se aproximan se incrementa el orden del filtro necesario aumentando las pérdidas.

Un diplexor para las bandas de TETRA-GSM ha sido fabricado satisfaciendo todos los requisitos. Las pérdidas de inserción y el aislamiento del diplexor fabricado han sido medidas mostrando unas excelentes prestaciones.

REFERENCIAS

- [1] Caloz, C., Dual Composite Right/Left-Handed (D-CRLH) Transmission Line Metamaterial,; Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 16, Issue 11, Nov. 2006 Page(s):585 - 587
- [2] Sanada, A.; Caloz, C.; Itoh, T., Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters] Volume 14, Issue 2, Feb. 2004 Page(s):68 - 70
- [3] Xin, Hu; Pu, Zhang, A. novel dual-band balun based on the dual structure of composite right/left handed transmission line, Biophotonics, Nanophotonics and Metamaterials, 2006. Metamaterials 2006. International Symposium on Volume , Issue , Oct. 2006 Page(s):529 - 532.